

## New Control Scheme for AC-DC-AC Converters without DC Link Electrolytic Capacitor

金 峻 奭\*·薛 承 基\*\*  
(Joohn-Sheok Kim · Seung-Ki Sul)

**Abstract**—In this paper, a novel concept for a static three-phase to three-phase power converter for an AC drive with a unity power factor and reduced harmonics on the utility line is presented. The power circuit consists of two back-to-back connected six-pulse bridges having only a  $5\mu\text{F}$  ceramic capacitor in the DC link. By controlling the active power balance between two bridges, the DC link voltage can be maintained within 20V deviation from the nominal value with the small ceramic capacitors regardless of the load variation even in the unbalanced source condition.

**Key Words**: AC-DC-AC converter(AC-DC-AC 컨버터) Link Capacitor (링크 커패시터),  
Unity Power Factor (역률 1)

### 1. 서 론

일반적인 정류기-인버터 형태의 전력변환기는 일정 전압 혹은 전류를 확보하기 위해 직류링크에 커패시터나 인덕터 등의 수동소자를 사용하고 있다. 일반적으로 3상 60Hz 수전전압을 정류하여 얻어지는 직류전압(혹은 전류)은 인버터단으로 입력되어 전혀 다른 주파수와 다른 크기의 3상 전력으로 변환되어 전동기제어등에 사용된다. 이때 직류링크의 수동소자는 서로 다른 주파수를 갖는 두개의 3상 시스템에서 각각의 전기적 물리량이 서로 간섭하지 못하도록 하는 완충기(buffer)의 역할을 한다. 예로써, 전압형 인버터에서는 직류링크에 대응량의 전해커패시터를 병렬로 부착함으로써 일정한 크기의 직류전압을 얻고 있다.

그러나, 이처럼 직류링크를 거쳐서 전력이 변환되는 전력변환기는 여러가지 자체적인 문제점

을 지니고 있다. 먼저, 큰 부피의 수동소자가 직류링크에 사용됨으로써 전력변환기의 크기나 형태 등에 큰 제약점을 주고 있다. 특히 전압형 전력변환기에 주로 사용되는 전해 커패시터는 저가격으로 큰 에너지밀도를 갖는 정전압원을 확보할 수 있게 해주는 장점이 있지만, 부피가 크고 무겁고 그리고 시스템의 응답성을 저하시키는 등의 문제점을 가지고 있다[1]. 더우기 전해 커패시터의 수명이 전력변환기에 사용되는 다른 소자의 수명에 비해 매우 짧기 때문에, 전체 시스템의 수명이 전해 커패시터의 수명으로 결정되는 단점도 있다. 일반적인 전력변환기의 또다른 큰 결점은 직류의 전력을 얻기 위해 3상 비제어 정류기를 사용한다는 점이다. 정류기를 사용할 경우, 3상 입력전압의 첨두부분에서만 전류가 흐르기 때문에 전력 계통에 무시할 수 없는 저차 고조파가 발생된다. 또한 단일 방향의 전력 전달만이 가능하므로 저항, 스위치등의 다른 소자를 추가해야 전동기의 회생제동(Regenerative Brake)이 가능하다.

이러한 전력변환기 자체의 문제점을 해결하기 위하여 여러가지 방식의 전력변환 회로가 제안되고 있다[1-5]. 제안되어진 방식의 한가지 유형

\*正 會 員 : 서울대 大 學 院 電 氣 工 學 科 博 士 課 程

\*\*正 會 員 : 서울대 大 學 院 電 氣 工 學 科 助 教 授 · 博 士

接 受 日 子 : 1993年 8月 12日

1 次 修 正 : 1993年 12月 8日

은 전원측의 저차 고조파를 제거하기 위한 LC 필터를 정류기 입력단 혹은 직류링크에 설치한 회로이다[1-4]. 이러한 회로에서는 필터의 설계에 따라 정현파 입력전류의 역률 1 운전이 보장되고 직류링크 수동소자의 용량이 작아지는 장점이 있는 반면, 상당히 큰 용량의 수동소자가 필터를 구성하는데 사용되어야 하고 회생제동이 불가능하며 운전 조건에 따라 필터의 설계를 달리하여야 하는 등의 문제점이 있다. 제안된 방식의 다른 유형으로 입력전류의 역률1 운전을 얻기 위하여 제어 정류 회로를 정류기 대신 사용한 회로를 들 수 있다[5]. 그러나, 제어상의 난점으로 인해 이 방식에서도 직류링크에 상당히 큰 용량의 전해 커패시터를 사용하고 있다.

최근에는 전력용 반도체 공정이 고도로 발달하여 저가격의 우수한 스위칭 소자가 많이 출현하고 있으나, 필터에 사용되어지는 수동소자의 경우 재질의 한계로 인하여 가격 및 성능이 크게 개선되지 못하고 있다. 따라서 전력변환기에 대용량의 수동 소자를 사용하는 것 보다는 반도체 공정의 기술과 현대 제어 이론을 활용하여 기존 제어기의 문제점을 해결하려는 시도가 더욱 타당성을 지닌다. 더욱이 반도체 집적기술이 발달하여 디지털 시그널 프로세서(DSP)등의 고성능 제어소자를 손쉽게 사용할 수 있게 됨으로써 이러한 시도의 가능성을 밝게 해주고 있다. 본 논문에선 고성능 제어정류기를 일반적인 전력변환기에 적용하여 앞서 언급한 전력 변환기 자체의 문제점들을 모두 해소할 수 있는 새로운 제어 알고리즘을 제안한다.

일반적인 전력변환기는 3상 전원으로부터 전력을 얻기 위한 전원측 컨버터와 부하로 사용되는 전동기 등에 전력을 공급하는 부하측 컨버터 및 두 컨버터 사이의 직류링크로 구성되어 있으며, 직류링크의 전해 커패시터는 두 컨버터 사이의 전력차를 담당하는 전력완충기로서의 역할을 담당한다. 이때 두 컨버터의 순시적인 전력 차이가 심할수록 큰 용량의 커패시터가 사용되어야 한다. 이러한 회로의 기본동작을 고려할 때, 두 컨버터의 전력이 순시적으로 일치하도록 제어할 수 있다면 직류링크의 커패시터 용량을 대폭 줄일 수 있다는 결론을 얻을 수 있다. 본 논문에선 양쪽 컨버터의 순시전력이 한 제어주기 안에서 평균적으로 일치하도록 제어함으로써 직류링크의 커패시터 용량을 수  $\mu\text{F}$  단위로 줄임은 물론, 모든 운전 상태에서 전원측 전류가 정현파 형태인 역률1 운전을 보장하는 새로운 알

고리즘을 제시한다. 커패시터의 용량이 크게 축소됨으로써 전해 커패시터 대신 수명이 길고 소형인 세라믹 커패시터를 직류링크에 사용할 수 있게하였고, 향후 전력용 반도체에 자체적으로 존재하는 반도체 접합부(junction)커패시터를 이용한 단일 칩(chip) AC-DC-AC 전력 변환기의 실용화를 위한 이론적 기초를 제공하였다.

## 2. 시스템 구성

그림 1에 제안된 전력회로를 제시하였다. 전력을 공급받기 위한 전원측 컨버터와 전동기 제어를 위한 부하측 컨버터가 직류링크를 중심으로 연결되어 있고 직류링크에는 전해 커패시터 대신 총  $5\mu\text{F}$  용량의 소형 세라믹 커패시터가 분산되어 병렬로 연결되어 있다. 참고로 일반적인 전력변환기의 직류링크에는 수천~수만  $\mu\text{F}$ 의 대용량 전해커패시터가 설치되어 있음을 볼 수 있다. 모든 스위치는 다이오드가 역병렬로 연결된 IGBT 전력용 반도체로 구성되어 전류의 양방향 흐름이 가능하도록 되어 있다. 전원측 컨버터는 기본적으로 승압동작을 하도록 제어됨으로써 전압은 단방향으로 차단되며 이때 확보된 직류전압과 3상 전원전압과의 전압차를 이용하여 전류 제어가 수행된다. 전원측 컨버터와 3상 주전원 사이에는 전류제어를 가능하게 해주는 전원측 인덕터가 있으며, 만일 주전원에 변압기등이 설치되어 전원측 임피던스가 충분히 크다면 이 인덕터는 필요없다. 본 연구에서는 전원단을 이상적인 전압원으로 가정하고 0.5mH의 인덕터를 전원단에 추가했다. 이 용량으로 부하에 관계없이 정밀한 전류제어를 실현할 수 있다. 부하측 컨버터는 추가적인 필터회로 없이 부하로 사용되는 5Hp급 유도전동기와 직접 연결되어 있다. 전체 시스템을 제어하기 위하여 TMS320C30 DSP 제어가 사용되었으며, 모든 제어용 알고리즘은 DSP 어셈블리어로 프로그램되었다. 부하측 제어 알고리즘은 일반적인 유도전동기 간접벡터제어 알고리즘을 사용하여 전원측의 운전조건에 무관하게 유도전동기를 제어한다. 전원측 제어 알고리즘은 전력평형제어를 위한 전력 추정부와 직류링크 전압 제어부로 구성되어 있다. 고성능 전류제어를 위하여 부하측 및 전원측 제어 알고리즘에 역기전력을 보상한 공간벡터 전류제어 알고리즘[7]이 사용되었다.

전원측의 전류방향은 전류가 컨버터에서 전원 쪽으로 흐르는 경우를 양의 방향으로 하였다. 이

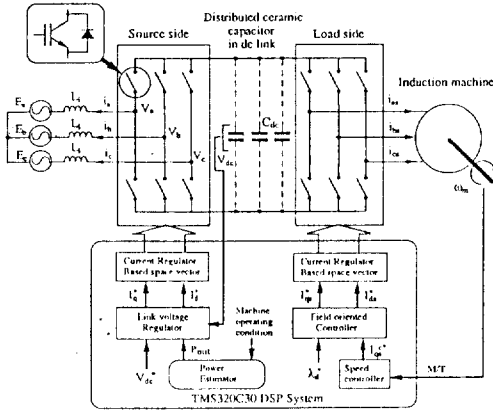


그림 1 제안된 컨버터의 전력회로도

Fig. 1 Overall structure of the suggested converter

는 해석상의 편의를 위하여 양측의 컨버터에 대칭성을 부여하기 위한 것이다. 즉, 부하측 컨버터에서 전동기를 부하로 하여 전류 제어를 수행하듯이 전원측 컨버터도 전원을 일종의 부하로 하여 전류제어를 수행한다고 가정하였다.

### 3. 직류링크 전압제어 원리

#### 3.1 시스템의 수학적 모델링

전원단은 주파수  $\omega$ 의 평형된 3상 정현파 전압원이라고 가정한다. 전원단의 해석상 편의를 위해 a상 입력전압의 회전각을 기준각으로 한 동기 좌표계 모델을 사용한다. 3상 전원전압을 다음 수식으로 표시하기로 한다.

$$\begin{aligned} E_a &= E \cos(\omega t) \\ E_b &= E \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ E_c &= E \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (1)$$

전원전압을 d-q 정지좌표계로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E_q &= \frac{(2E_a - E_b - E_c)}{3} \\ E_d &= \frac{(E_c - E_b)}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (2)$$

같은 방식으로 전원측 컨버터에서 제어되는 전압을 d-q 정지좌표계로 표시하면

$$V_q = \frac{(2V_a - V_b - V_c)}{3} \quad (3)$$

$$V_d = \frac{(V_c - V_b)}{\sqrt{3}}$$

식 (2)와 (3)으로부터 정지좌표계상의 입력전류는 다음 수식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} L_i \frac{di_q}{dt} &= V_q - E_q \\ L_i \frac{di_d}{dt} &= V_d - E_d \end{aligned} \quad (4)$$

#### 3.2 역률1 운전 조건

입력전압과 전류를 동기좌표계로 표현하면 전원측 q축 전압은 일정한 크기의 직류량으로 표시되고 d축 전압은 0으로 나타난다. 즉,

$$\begin{aligned} E_q^e &= E(\text{Constant}) \\ E_d^e &= 0 \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서와 같이 모든 전압성분이 q축에만 나타나므로, 역률1 운전이 이루어지기 위해서는 모든 전류성분이 전압과 동상인 q축에만 나타나야 한다. 따라서 d축 전류가 0으로 운전되는 것이 요구된다. 그러므로 d축 전류의 기준치는,

$$i_d^{e*} = 0 \quad (6)$$

(이때 윗첨자 '\*'는 기준치를 표시한다.)

이때 q축 전류는 두 컨버터간의 전력 평형 및 직류링크 전압제어에 필요한 크기로 제어된다.

#### 3.3 부하측 전력 추정 알고리즘

두 컨버터 사이의 전력은 순시적으로 평형을 이루게 하는 이상적인 방법은 부하측에서 소비되는 전력과 시스템의 손실을 정확히 측정 또는 추정하여 그에 해당하는 전력이 전원측으로 부터 유입되도록 실시간 제어를 행하는 것이다. 그러므로 전력평형의 원리를 이용하여 직류링크의 커패시터 용량을 줄이려면 먼저 순시전력의 정확한 측정이 선행되어야 한다. 과거에는 연산능력의 한계로 순시전력의 실시간 측정이나 제어가 불가능하였으나, 최근들어 고속, 고성능의 DSP제어기가 발달함으로써 이러한 제어가 가능하게 되었다.

부하측에서 소비되는 전력은 벡터제어에 의해 운전되는 유도전동기의 전류 및 속도 정보에 바탕을 두고 추정한다. 부하로 사용되는 유도전동기의 모든 제정수를 정확히 안다는 가정하에 벡터제어 운전 조건으로부터 유도전동기의 출력 및 동손을 다음 수식으로 부터 얻을 수 있다.

$$P_{\text{machine}} = \frac{3}{2} \left( \left( r_s + r_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) I_{qs}^e + r_s I_{ds}^e + \frac{L_m^2}{L_r} I_{qs}^e I_{ds}^e \omega_r \right) \quad (7)$$

위 식의 첫번째, 두번째 항은 유도전동기의 동손에 해당하는 항이고 마지막 항은 전동기의 출력에 해당한다. 유도전동기의 철손은 전동기의 운전조건(여자전류 및 입력주파수등)에 따라 실제 프로그램에서 실험적인 추정치로 보완한다.

물론, 전동기의 실제 정수를 정확히 취득하는 것이 불가능하고 운전상태에 따른 정수의 변동을 고려하기 어렵기 때문에 소비전력을 완벽하게 추정할 수는 없다. 그러나 이로 인한 오차는 비교적 크지 않으므로 다음에 설명할 데드-비트(dead-beat)형태의 직류링크 전압 제어 루프(loop)에 약간의 적분 보상항을 추가함으로써 정수 변동 문제를 해결할 수 있다.

또 한가지 추정해야 하는 전력이 시스템의 손실분이다. IGBT를 스위칭 소자로 사용하기 때문에 무시할 수 없는 크기의 손실이 양쪽 컨버터에서 발생한다. 이러한 손실은 실험식에 의해 스위치 양단의 전압변화 및 전류변화를 취득하여 비교적 정확히 계산할 수 있으나, 이럴 경우 수식이 복잡해지고 운전 조건에 따른 소자의 특성변화를 고려하기가 어려우므로 다음의 근사식에 의해 손실을 추정한다.

$$P_{\text{loss}} = K_{\text{constant}} \left( I_{qs}^e + I_{ds}^e \right) \quad (8)$$

위 수식은 IGBT의 도통저항이 거의 일정하여서 도통 손실이 전류의 제곱에 비례하고 일정한 스위칭 주파수하에서 스위칭 손실도 거의 전류의 제곱에 비례한다는 실험 근사식을 토대로 한 것이다[8].

이상으로부터 시스템에서 소비되는 모든 전력을 다음식으로 표시할 수 있다.

$$P_{\text{out}} = P_{\text{machine}} + P_{\text{loss}} \quad (9)$$

한편, 시스템에 입력되는 전력은 동기좌표계상에서 다음 수식으로 표시된다.

$$P_{\text{input}} = \frac{3}{2} (E_a^e I_{q^e} + E_d^e I_{d^e}) = \frac{3}{2} E I_{q^e} \quad (10)$$

### 3.4 직류링크 전압 제어 알고리즘

본 연구의 목적은 직류링크의 커패시터 용량을 대폭 축소하면서 안정된 직류링크 전압을 얻

고, 아울러 전원측 역률1 운전을 수행하는 것이므로 다음과 같은 새로운 개념의 직류링크 전압제어기를 제안한다. 제안된 제어기는 다음 두가지의 제어기로 구성되어 있다.

#### 3.4.1 전향 제어기(Feed-forward Controller)

직류링크의 커패시터는 전원측에서 유입되는 전력과 부하측 전력 사이의 차이를 감당하는 완충기(buffer)로서 동작한다. 따라서 직류링크의 커패시터용량을 축소하려면 부하측 전력과 전원측 전력이 순시적으로 일치하여야 한다. 이러한 전력 평형의 개념으로 부터 식 (9)과 (10)를 조합하면 동기 좌표계상의 전원측 q축 전류를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$I_{q^e} = \frac{2}{3} \frac{1}{E} P_{\text{out}} \quad (11)$$

#### 3.4.2 궤환 제어기(Feed-back Controller)

전력의 평형뿐 아니라 일정한 직류링크 전압이 보장되어야 하므로 직류링크의 전압이 궤환되어 제어될 필요성이 있다. 일반적으로 PI제어기가 궤환제어기로 사용되고 있으나, 커패시터의 전류를 제어하는 시스템에서 PI제어기를 사용하게 되면, 전체 시스템의 전달함수에서 0 근처에 2개의 극점(pole)이 존재하게 되어 시스템이 불안정하게 될 뿐 아니라 제어기의 이득을 선정하기가 쉽지 않게 된다. 더우기 제안하는 시스템에서와 같이 커패시터의 용량이 상당히 작은 경우에는 정상상태에서 무시할 수 없는 커패시터 전압의 진동이 발생한다. 본 연구에서는 시스템의 속응성 및 안정성을 증가시키기 위해 데드-비트(dead-beat)형태의 직류링크 전압 제어기를 제안한다. 제안된 제어기는 속응성 향상을 위해 적분제어기를 배제한 비례제어기 형태로만 구성된다. 간단한 직류링크부의 회로 방정식으로부터 직류링크 전압오차  $V_{dc-err}$ 를 보상할 수 있는 전류의 크기를 다음 수식과 같이 구할 수 있다.

$$I_{q^e} = C_{dc} \frac{\Delta V_{dc}}{\Delta t} = C_{dc} \frac{V_{dc-err}}{T_{\text{samp}}} \quad (12)$$

위 수식과 같은 데드-비트 형태의 제어기를 사용할 경우, 제어기 이득을 조정할 필요가 없을 뿐 아니라, 정상상태에서나 과도상태에서도 항상 안정된 직류링크 전압제어 성능을 얻을 수 있다.

위의 두 제어기는 각자 전력평형과 직류링크 전압의 안정성을 확보하기 위해 독립적으로 동

작한다. 전원측 컨버터에 대한 전류의 기준치는 식 (11) 및 (12)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$I_{qe}^* = \frac{2}{3} \frac{1}{E} P_{out} + \frac{C_{dc}}{T_{smp}} V_{dc-err} \quad (13)$$

$$I_{de}^* = 0$$

제안된 제어기의 구조도를 그림 2에 도시하였다.

만일 특별한 목적상 역률1이 아닌 다른 역률로 전원측을 제어해야 할 경우에는 유효전력성분에 해당하는 q축 전류의 기준치는 그대로 두고 d축 성분 기준치만 변경시키면 된다. 이 경우, 그림 3에 도시된 전압, 전류 벡터도에 의해 d축 전류 기준치는 요구되는 역률(PF)에 따라 다음으로 표현될 수 있다.

$$I_{de}^* = I_{qe}^* \frac{\sqrt{1-PF^2}}{PF} \quad (14)$$

후술되는 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 시스템의 정수를 정확히 알고 있는 경우에는 시스템의 모든 운전 조건하에서 제안된 제어기만으로 매우 만족할 만한 결과를 얻을 수 있다. 그러나 실제 실험 조건하에서는 시스템의 정수를 정확히 알기가 어려우므로 제어에 사용되는 정

수와 실제 시스템상의 정수 사이에 차이가 발생할 수 있다. 본 논문에서 제안하는 제어기는 시스템의 속응성을 향상시키기 위해 비례제어기로만 구성되어 있고 적분성분이 포함되어 있지 않으므로, 정수가 정확치 않을 경우에는 직류링크 전압이 기준치를 정확히 추종하지 못하고 약간의 정상상태 오차가 발생하게 된다. 이러한 정상상태 오차를 제거하기 위해서는 적분성분을 갖는 제어기가 도입될 필요성이 있으므로 실제 실험 조건하에선 적분 보상기를 추가하였다. 그러나 속응성의 저하를 막기 위해서, 추가된 보상기의 이득을 비교적 매우 작은 값으로 설정했다. 또한 제안된 주제어기가 기본 제어주기(한 샘플링 구간)마다 동작하여 순시적인 전압오차를 줄이도록 전압제어를 수행하는데 비해, 보상제어기는 정상상태 오차만을 제거하기 위해 수 주기에 걸친 전압오차의 평균을 입력으로 하여 동작한다.

그림 2의 전원측 제어기 구조 중에서 데드비트 비례제어기 및 전류제어기는 60μsec마다 한번씩 수행하도록 설계되었으며 정상상태 오차 보상은 직류링크 전압의 오차를 4번 평균한 값을 입력으로 하여 240μsec마다 한번씩 동작하도록 설계 되었다.

#### 4. 직류링크 커패시터 용량 선정

직류링크 전압은 전류제어를 수행하기 위한 스위칭 소자의 온-오프(on-off)동작으로 인하여 정상상태에서도 약간씩 흔들릴 수 있다. 그러나 정확한 전류제어가 이루어 진다면 전원측에서 공급되는 전력과 시스템에서 소비되는 전력인 한 샘플링(sampling)주기 안에서 평균적으로 항상 일치하도록 제어 되므로 정상상태의 직류링크 전압 변동은 거의 무시할 만 하다. 따라서 제어 주기를 무한히 작게한다면 직류링크 커패시터는 이론적으로 존재하지 않아도 무방하다. 과도상태 운전의 경우에도 순시 전력 평형이 이루어진다고 가정하면 정상상태의 경우와 크게 다르지 않다.

그러나 실제 실험 조건 하에서는 제어기의 계산시간과 실제 스위칭 동작이 일어나는 실행시간의 합에 해당하는 제어기의 지연시간으로 인하여 커패시터 용량의 하한값이 존재하게 된다. 즉, 예측할 수 없는 외란에 의하여 전원측의 전력과 부하측의 전력사이에 불평형이 발생할 경우, 실제 시스템에서는 제어에 필요한 지연시간

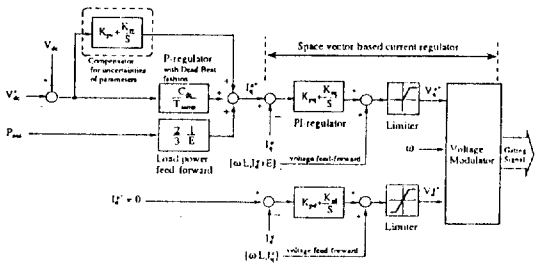


그림 2 제안된 전원측 제어기의 구조도  
**Fig. 2** Control block diagram of the voltage regulator.

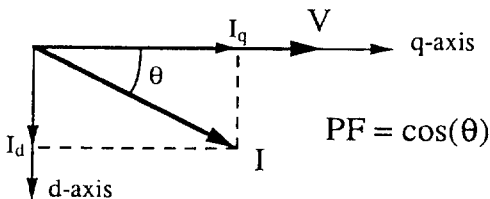


그림 3 전원측 전압, 전류 벡터도  
**Fig. 3** Space vector diagram with power factor

이후에야 불평형 제거할 수 있게 된다. 그러므로 이 지연시간 동안의 전력 불평형에 의한 직류링크 전압의 변동은 피할 수 없다. 이런 상황에 대한 타이밍 차트(timing chart)를 그림 4에 도시하였다.

그림에서 계산시간(calculation time)은 제어기에서 제어 프로그램이 수행되는 시간이고, 실행시간(execution time)은 실제 전류제어를 수행하기 위해 계산된 전압에 따라 전력용 반도체가 동작하는 시간이다. 만일 n번째 샘플링과 n+1번째 샘플링 사이에서 전력 불평형이 일어난다면 n+1번째에서 불평형의 상황이 제어기에 반영되고 n+2번째 부터 스위칭 소자가 동작하여 전력 불평형이 해소된다. 따라서 최소 두 제어주기 동안은 전력 불평형에 따른 커패시터 전압의 변동이 발생할 소지가 있다.

이 상태의 정량적 해석을 위해 과도상태의 직류링크 에너지 방정식을 이용한다.

$$\frac{1}{2}CV^2 = (P_{load} - P_{source}) \cdot 2T_{samp} \quad (15)$$

위의 에너지식으로부터 직류링크 커패시터 용량의 최소치를 다음과 같이 산출할 수 있다.

$$C_{dc-min} \geq \frac{\Delta Power 2T_{samp}}{(\Delta V_{dc})^2 / 2} \quad (16)$$

위 수식에 의하면 전력차이가 3.5KVA, 샘플링 구간이 60μsec, 직류링크 전압의 허용변동치가 ΔV<sub>dc</sub>=100V인 경우, 수백 μF 단위의 커패시터가 직류링크에 필요하게 된다.

그러나, 충분한 크기의 기계적 관성을 갖는 전동기가 부하로 사용되는 경우에는 이러한 제한이 상당히 완화 될 수 있다. 즉, 전동기의 부하가 급격히 변동하는 경우에도 전동기의 관성에 축적된 기계적 에너지가 전동기의 기계적 출력과 전기적 입력 사이에서 완충 역할을 하기 때문에, 제어주기에 비해 상당히 긴 시간 동안 외란의 영향이 전기적 에너지에 반영되지 않는다. 이러한 관성에너지의 영향으로 실제 전기적 에너지가 거의 변동하지 않는 효과를 얻을 수 있다.

전동기의 기계적 방정식은 다음과 같으며

$$T_e - T_{load} = J \frac{\Delta \omega}{\Delta t} \quad (17)$$

정밀한 전류제어로 인해 전기적 토크가 일정하게 유지된다고 가정할때, 기계적인 외란을 다음의 근사적인 수식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta Power &= T_e \Delta \omega \\ &= T_e \left( \frac{2T_{samp} \Delta Torque}{J} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

따라서 관성을 지닌 전동기가 시스템의 부하로 사용된 경우에는, 식 (18)을 식 (16)에 대입하여 직류링크 커패시터 용량의 하한값을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} C_{dc-min} &\geq \frac{2T_{samp}}{(\Delta V_{dc})^2 / 2} \left( T_{e-max} \frac{2T_{samp} \Delta Torque}{J} \right) \\ &= \frac{8(T_{samp})^2}{J(\Delta V_{dc})^2} T_{e-max} \Delta Torque \end{aligned} \quad (19)$$

예로써, 정격토크가 20[Nm]이고 관성이 0.11 [kg·m<sup>2</sup>]인 5Hp 전동기가 부하로 쓰인 경우, 앞에서와 같은 경우에도 0.1μF 정도 용량의 커패시터만 사용되어도 직류링크의 전압 변동을 100V내로 유지할 수 있다. 이때 완벽한 전류제어를 가정하고 있으므로 이러한 커패시터 선정이 어느 정도 이상적일 수 있으나, 만일 더 빠른 속도의 제어기와 고속 스위칭이 가능한 소자가 사용된다면 많은 문제가 있는 대용량 전해 커패시터 대신 상당히 작은값의 커패시터만으로 안정된 직류링크 전압제어가 가능하다는 결론을 얻을 수 있다.

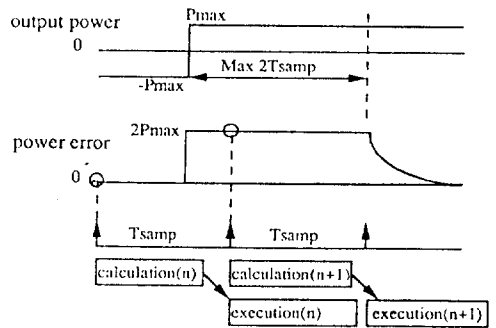


그림 4 전력 불평형이 발생한 경우의 타이밍 차트

Fig. 4 Control timing diagram at the power unbalance

### 5. 불평형 전원전압 운전

제안된 직류링크 전압제어 알고리즘은 안정된 직류링크 전압과 두 컨버터 사이의 순시 전력평형을 얻기 위하여 전원측 전류를 제어하는 방식이므로, 고성능 전류제어를 기본 전제로 하고 있다. 따라서 본 연구에서는 지금까지 알려진 전류제어방식중 가장 우수한 것으로 알려진 역기전력을 보상한 공간벡터 전류제어 알고리즘을 사용하고 있다. 만일 전원측의 전압이 불평형인 경우에도 그에 상응하는 크기로 전류가 정확하게 제어된다면, 전력 평형 제어가 보장되므로 불평형 전원 전압 조건하에서도 시스템의 안정도에 아무런 문제가 없다. 본 장에서는 전원 전압이 불평형일 경우의 전류제어에 관해 논한다.

전원전압이 불평형인 경우에는, 전원측의 역기전력으로 간주될 수 있는 동기좌표계상의 전원전압  $E$ 가 시간에 따라 변동하게 된다. 따라서 본 논문에서는 전원측 전류제어기의 역기전력 보상성분을 전원전압의 상태에 따라 가변하는 알고리즘을 사용하여 불평형 전원 전압 문제를 해결하였다.

그림 5에 도시된 바와 같이 전원전압이 불평형일 경우에는 전원측 상전압의 합이 0이 되지 않는다. 이 조건을 다음 수식으로 표현할 수 있다.

$$E_a + E_b + E_c \neq 0 \tag{20}$$

$$E_{ab} + E_{bc} + E_{ca} = 0$$

이때 그림 5의 오른쪽 그림과 같이 가상 중성점이 존재하는 가상 전원 회로를 고려하면 이때의 회로 수식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$E_a' + E_b' - E_c' \neq 0 \tag{21}$$

$$E_a' = \frac{2}{3}E_{ab} + \frac{1}{3}E_{bc}$$

$$E_b' = -\frac{1}{3}E_{ab} + \frac{1}{3}E_{bc}$$

$$E_c' = -\frac{1}{3}E_{ab} - \frac{1}{3}E_{bc}$$

d-q 정지좌표계상의 가상 전원 전압을 다음의 수식으로 얻을 수 있다.

$$E_{q*'} = \frac{(2E_a' - E_b' - E_c')}{3} \tag{22}$$

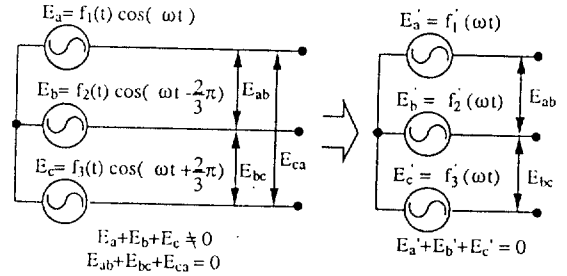


그림 5 전원 전압이 불평형인 경우의 가상 전원 회로도

Fig. 5 Source voltage modification on the source phase voltage unbalance condition

$$E_{d*'} = \frac{(E_c' - E_b')}{\sqrt{3}}$$

따라서 전원측의 역기전력으로 간주할 수 있는 동기좌표계 전원전압은 다음식과 같이 표현될 수 있다.

$$E_{a*}^e = E_{a*'} \cdot \cos(\omega t) - E_{d*'} \cdot \sin(\omega t) \tag{23}$$

$$E_{d*}^e = E_{a*'} \cdot \sin(\omega t) + E_{d*'} \cdot \cos(\omega t)$$

그러므로 그림 2의 전류제어기에서 역기전력 보상 성분을 식 (24)로 변경하면, 비록 고차 고조파가 전류파형에 포함되기는 하지만 안정된 직류링크 전압과 1에 근사한 역률의 운전이 가능하다.

$$V_{q-emf}^e = \omega L_{l1} I_d^e + E_{q*'} \tag{24}$$

$$V_{d-emf}^e = \omega L_{l1} I_q^e + E_{d*}'$$

### 6. 시뮬레이션 결과

제안된 시스템의 성능을 입증하기 위해 시뮬레이션과 실험이 이루어졌다. 그림 6~9는 시뮬레이션 결과이다.

시뮬레이션 조건을 표1에 도시하였다. 시스템의 모든 재정수는 정확히 알려져 있다고 가정하였으며, 실험으로 구현할 것을 염두에 두어 실제의 계산시간 및 실행시간을 고려하여 시뮬레이션하였다. 시스템 손실과 전동기 철손은 시뮬레이션에 반영하지 않았다.

그림 6은 직류링크에 정전류 특성을 지닌 부하가 직접 연결되어 있다고 가정한 경우의 시뮬레이션 파형이다. 직류링크 출력이 3.2[KVA]에

표 1 시뮬레이션 조건

Table 1 Simulation condition

1. 전원단	
선간 전압	220V 3상 60Hz
인덕턴스	0.5mH
2. 직류링크단	
커패시터	5 $\mu$ F
전압 기준치	400V
3. 부하단	
R <sub>s</sub>	0.2417 $\Omega$
R <sub>r</sub>	0.3165 $\Omega$
L <sub>m</sub>	36.0 mH
L <sub>ls</sub>	1.3 mH
L <sub>lr</sub>	1.3 mH
J	0.11 kgm <sup>2</sup>

서 -3.2[KVA]로 가변되는 경우에 대하여 전원측의 역률변화를 도시하고 있다. 출력이 양의 값인 경우, 전원측 상전류의 위상이 그 상에 해당하는 상전압의 위상과 180°차이 나는 역률1 운전이 이루어진다. 반대로 출력이 음인 경우에는 상전압과 상전류의 위상이 동일한 역률1 운전이 이루어진다.

5Hp, 220V, 3상 유도전동기가 부하로 사용된 경우의 시뮬레이션 파형을 그림 7에 도시하였다. 전동기의 속도가 역방향으로 변하는 경우, 기계적인 에너지가 전기적인 에너지로 변환되므로 이 에너지를 전원측으로 반환하기 위하여 전원측 전류의 방향이 유입되는 방향(-)에서 전원측으로의 방향(+)으로 급격히 변동한다. 계속하여 전동기의 속도가 반전되어 반대방향으로 가속되기 시작하면, 가속시 필요한 에너지를 공급하기 위해 전원측 전류가 다시 (-)방향으로 증가한다. 이 시뮬레이션을 통해 전동기의 전 운전 범위에서 5 $\mu$ F의 커패시터만으로도 직류링크 전압이  $\pm 10V$ 의 변동범위 안에서 안정되게 제어됨을 확인할 수 있다.

전원 전압이 불평형인 경우에 대한 시뮬레이션 파형을 그림 8,9에 도시하였다. 그림 8은 전원측 a상 전압이 20% 감소한 경우에 대한 것이며, 그림 9는 b상 전압에 기본파 크기의 20%에 해당하는 크기를 갖는 5차 고조파가 포함된 경우에 대한 시뮬레이션 파형이다. 제안된 전원전압 역기전력 성분 보정알고리즘에 의해 어떤 경우에도  $\pm 20V$  범위내의 안정된 전압제어가 수행

됨을 볼 수 있다.

7. 실험 결과

본 논문에서 제안한 시스템의 실현 가능성을 입증하기 위하여 5Hp 유도전동기를 부하로 한 실험이 행하여졌다. 실험 조건은 직류링크 커패시터가 20 $\mu$ F, 전원측 선간전압이 150(rms), 직

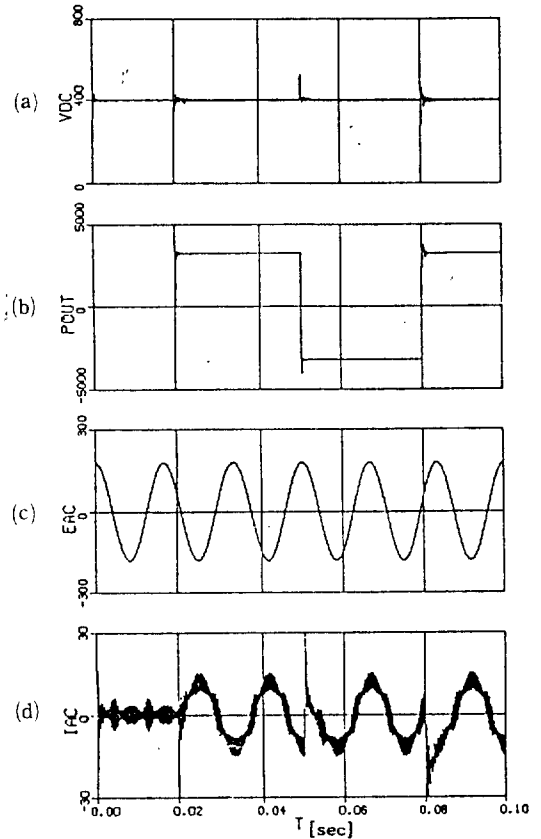


그림 6 역률1 운전 시뮬레이션  
 (a) 직류링크 전압 [V]  
 (b) 직류링크단 출력 [VA]  
 (c) 전원측 a상 전압 [V]  
 (d) 전원측 a상 전류 [V]

Fig. 6 The unity power factor simulation.

From the top,

- (a) Link voltage [V]
- (b) Output power [VA].
- (c) Source side a-phase voltage [V]
- (d) Source side a-phase current [A]



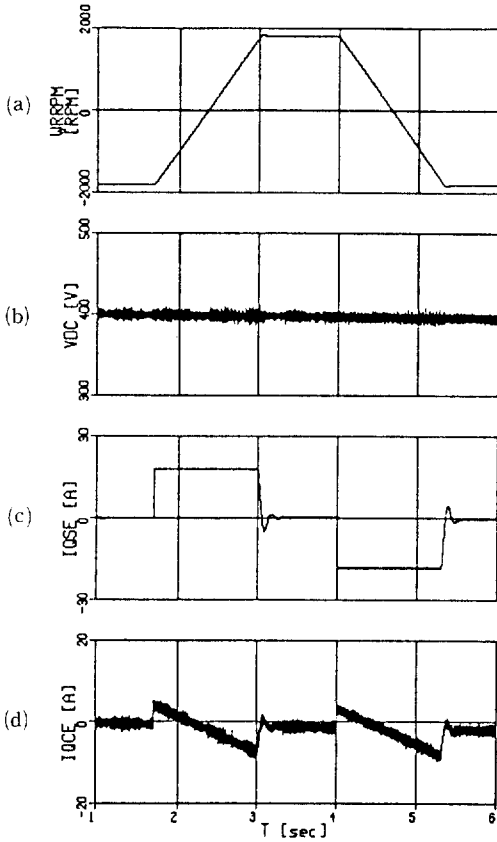


그림 7 부하전동기 전 운전 영역에서의 전압제어 시뮬레이션

- (a) 전동기 속도 [RPM]
- (b) 직류링크 전압 [V]
- (c) 부하측 토크분 전류 [A]
- (d) 전원측 동기좌표계 q축 전류 [A]

Fig. 7 Transient response of the system, for induction machine control

From the top,

- (a) Machine speed [RPM]
- (b) Stable DC-link voltage [V].
- (c) Load side synchronous q-axis current (torque current) [A].
- (d) Source side synchronous q-axis current (DC link voltage regulating current) [A]

류링크 전압 기준치가 350V인 것을 제외하고 시뮬레이션 시와 동일하다. 이는 실제 실험상황에서 제어량-부하측 및 전원측 전류, 직류링크 전압 -을 측정할때 파생되는 측정오차 및 제정수

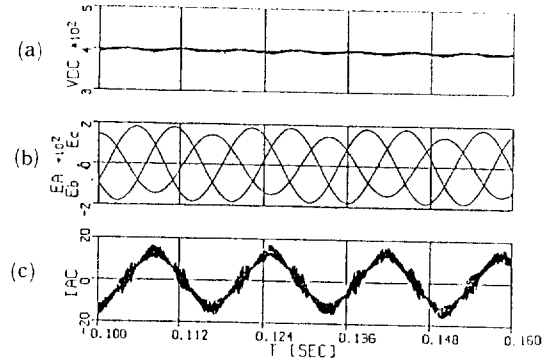


그림 8 전원전압 불평형 조건하의 운전

- (a상 전원전압이 20% 감소한 경우)
- (a) 직류링크 전압 [V]
- (b) 전원측 상전압 [V]
- (c) 전원측 a상 전류 [A]

Fig. 8 Operation on the unbalanced source condition.

(a-phase voltage 20% reduction case)

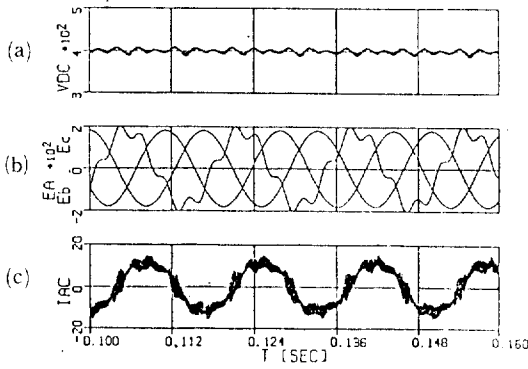
From the top,

- (a) DC link voltage [V]
- (b) Source side phase voltages [V]
- (c) Source side a-phase current [A]

의 차이 등으로 인하여 약간의 제한조건이 발생하기 때문이다. 그러나 일반 정지형 전력변환기의 직류링크 커패시터가 수천~수만 $\mu\text{F}$ 인 것을 감안하면 20 $\mu\text{F}$ 는 결코 큰 용량이 아니며 또한, 보다 정밀한 제어기와 스위칭 소자를 사용하면 이를 다시 크게 축소시킬 수 있다.

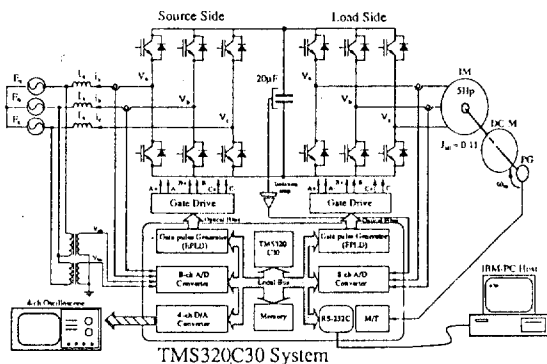
실험 장치의 전체 구조도를 그림 10에 도시하였다. 모든 제어는 TMS320C30DSP 제어기에서 이루어지며 제어 알고리즘은 모두 DSP 어셈블리어로 구현되었다. 제어량을 측정하기 위하여 5 $\mu\text{sec}$ 의 변환시간을 갖는 12bit A/D 컨버터 5개가 사용되었으며, 제어량의 관찰을 위하여 4채널 12bit 동기식 D/A 컨버터가 이용되었다. 실험 결과의 모든 파형은 이 D/A 컨버터를 이용하여 4채널 파형관측기로 출력한 것이다.

그림 11,12에 전동기의 운전상태에 따른 전원측 전류의 위상변화를 도시하였다. 전동기가 일반적인 전동운전(motoring)영역에서 동작할 때에는 전원측으로부터 전력을 공급받기 때문에, 전원전류가 시스템으로 흘러들어오는 상태(전류부호 -)가 되고 전원전류의 위상이 전압과 180°차이나는 역률1 운전이 이루어진다. 이 상황의



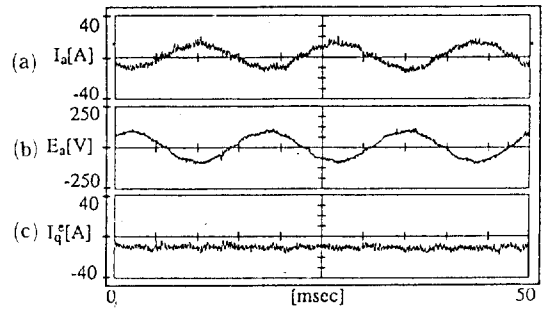
**그림 9** 전원전압 불평형 조건하의 운전  
 (b상 전원전압에 20% 크기의 5차 고조파가 실린 경우)  
 (a) 직류링크 전압 [V]  
 (b) 전원측 상전압 [V]  
 (c) 전원측 a상 전류 [A]

**Fig. 9** Operation on the unbalanced source condition  
 (b-phase voltage distortion with 20% 5<sup>th</sup> harmonic)  
 From the top,  
 (a) DC link voltage [V]  
 (b) Source side phase voltages [V]  
 (c) Source side a-phase current [A]



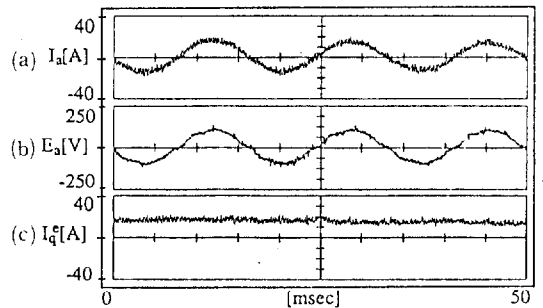
**그림 10** 실험장치 전체 구조도  
**Fig. 10** Block diagram of the whole experimental system

전압 전류파형이 그림 11이다. 그림 12는 전동기의 속도가 감소되고 있는 경우의 실험 파형이다. 이 경우, 전동기는 회생제동(regenerating)상태에서 운전되며, 이때 발생하는 전기적 에너지를 전



**그림 11** 유도전동기의 전동(motoring)운전시의 실험파형  
 (a) 전원측 a상 전류 [A]  
 (b) 전원측 a상 전압 [V]  
 (c) 전원측 동기좌표계 q축 전류 [A]

**Fig. 11** Motoring state results From the top,  
 (a) Source side a-phase current [A].  
 (b) Source side a-phase voltage [V].  
 (c) Source side synchronous frame q-axis current [A].



**그림 12** 유도전동기의 회생제동(regenerating)운전시의 실험파형  
 (a) 전원측 a상 전류 [A]  
 (b) 전원측 a상 전압 [V]  
 (c) 전원측 동기좌표계 q축 전류 [A]

**Fig. 12** Generating state results From the top,  
 (a) Source side a-phase current [A]  
 (b) Source side a-phase voltage [V]  
 (c) Source side synchronous frame q-axis current [A]

원측에 반환하기 위하여 전원전류의 방향이 전원측(전류부호 +)으로 바뀐다. 전원단은 마치 일정 전압의 부하처럼 동작하게 되고 전류의 위상이 전압의 위상과 동상인 역률1 운전이 이루어

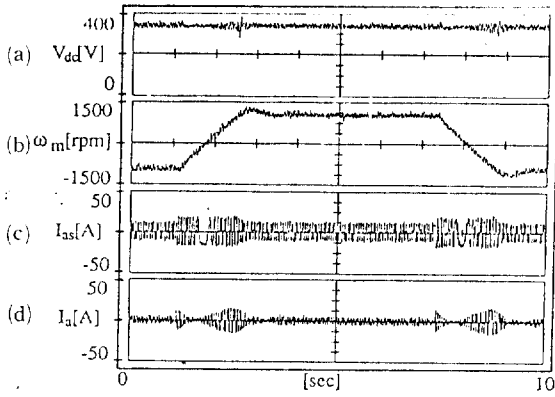


그림 13 전동기 속도 가감속시의 직류링크 전압 제어 실험파형

- (a) 직류링크 전압 [V]
- (b) 전동기 속도 [RPM]
- (c) 부하측 a상 전류 [A]
- (d) 전원측 a상 전류 [A]

Fig. 13 Experimental results during machine speed reversal state

- (a) DC link voltage [V]
- (b) Machine speed [RPM]
- (c) Load side a-phase current [A]
- (d) Source side a-phase current [A]

어 진다.

그림 13은 전동기의 가감속시 제안된 제어기의 전압제어 성능을 실험한 파형이다. 전동기의 속도가 -1000rpm에서 +1000rpm으로 변경된 후 다시 -1000rpm으로 변경된 경우에 대한 실험파형으로, 어느 경우에서나  $\pm 25V$  정도의 직류링크 전압변동만을 허용하면서 안정된 전압제어가 이루어짐을 볼 수 있다.

그림 13에서 속도가 -1000rpm에서 +1000rpm으로 변동하는 순간을 확대하여 그림 14에 도시하였다. 0.09초 부근에서 속도의 반전이 일어나기 전까지는 전동기가 일반 운전 영역에서 운전되기 때문에 부하측 상전류가 상전압과  $180^\circ$  위상차이를 보이고 있다. 속도반전이 개시되면 즉시 전원측 상전류의 위상이 상전압과 동상을 이루도록 제어되어 전기적 에너지를 전원으로 반환하게 된다. 속도반전시 20V 정도의 직류링크 전압 상승이 일어나는 것은 시스템의 제정수가 정확하지 않아서 소비 전력 추정에 약간의 오차가 발생하기 때문이다.

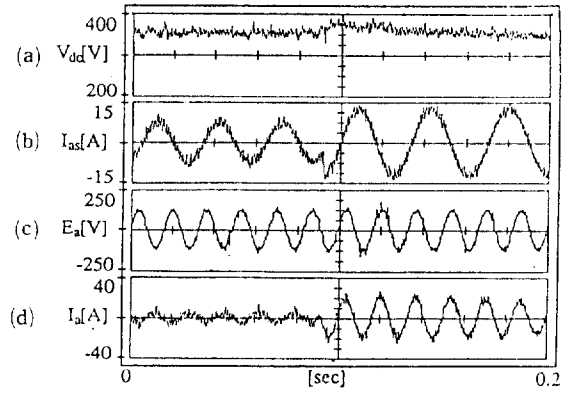


그림 14 전동기 속도 역전시의 실험파형

- (a) 직류링크 전압 [V]
- (b) 부하측 a상 전류 [A]
- (c) 전원측 a상 전압 [V]
- (d) 전원측 a상 전류 [A]

Fig. 14 The transient response results

From the top,

- (a) DC link voltage [V]
- (b) Load side a-phase current [A]
- (c) Source side a-phase voltage [V]
- (d) Source side a-phase current [A]

## 8. 결론

본 논문에서는 일반적인 정지형 전력 변환회로의 직류링크 커패시터 용량을 대폭 줄이면서 전원측의 역률1 운전을 보장하는 새로운 형태의 전력회로와 제어 알고리즘을 제안하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 시스템의 실제 구현이 가능함을 입증하였다. 또한 충분히 빠른 제어기와 고성능의 전력용 반도체소자를 사용하면 고성능의 유도전동기 제어를 수행하면서 직류링크 커패시터용량을 0.1 $\mu F$  이하로 줄일 수 있음을 보였으며, 전원전압이 불평형인 경우에도 안정된 동작을 유지하는 알고리즘을 제시하였다.

커패시터의 용량을 크게 축소함으로써 결점이 많은 전해 커패시터 대신 소형의 세라믹 커패시터를 사용할 수 있으므로 기존의 전력변환기의 성능 및 형상을 크게 개선할 수 있고, 나아가 전력변환기의 소형화를 이룩할 수 있다. 머지않은 장래에 전력용 반도체 공정상에서 나타나는 접

합부(junction)커패시턴스를 직류링크 커패시터로 활용한 단일 팩키지(package)형태 전력변환기의 출현도 가능하리라고 기대한다.

### 참 고 문 헌

- [1] P.D.Ziogas, Y.Kang, V.R.Stefanovic, "Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC Link Components", IAS Conf. Rec., 1985, p.1180-1189.
- [2] G.Joos, N.R.Zargari, P.D.Zioga, "A New Class of Current-Controlled Suppressed-Link AC to AC Frequency Changers", PESC Conf. Rec., 1991, p.830-837.
- [3] Isao Takahashi, Youichi Itoh, "Electrolytic Capacitor-less PWM Inverter", IPEC Conf. Rec., 1990, p.131-138.
- [4] J.Holtz, U.Boelkens, "Direct Frequency Converter with Sinusoidal Line Current For Speed-Variable AC Motors", IEEE Tran. IE, Vol-36, No-4, 1989, p.475-479.
- [5] T.G.Habetler, D.M.Divan, "Angle Controlled Current Regulated Rectifiers For AC/DC/AC Converters", PESC Conf. Rec., 1989, p.704-709.
- [6] T.G.Habetler, "A Space Vector Based Rectifier Regulator For AC/DC/AC Converters", EPE Conf. Rec., 1991, p.2-101-2-107.
- [7] V.D.Broeck, H.Skudelny, G.Stanke, "Analysis And Realization of a Pulse Width Modulator Based On Voltage Space Vector", IAS Conf. Rec., 1986, p.244-251.
- [8] "Power Semiconductors '92-'93", SEMIKRON, 1992.
- [9] J.S.Kim, S.K.Sul, "New Control Scheme for AC-DC-AC Converter without DC Link Electrolytic Capacitor", PESC Conf. Rec., 1993, p.300-306.



#### 김준석(金峻錫)

1965년 12월 12일생. 1989년 서울대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학교 전기공학과 대학원 졸업(석사), 현재 동 대학원 박사과정에 재학 중.

#### 설승기(薛承基)

전기학회 논문지 제43권 2호 참조.